

Translation of Abstract of JP-A 2001-51245:

Parasitic impedance produced by a strip used for soldering an integrated device in a circuit fluctuates expectedly at a resonance frequency in a range higher than 1.5 GHz. As a result, impedance of an unexpected value is generated in a integrated modulator to induce unreliable impedance matching between an RF signal source and a device. A resonance optical modulator 10 comprises an electro-optic substrate 2, a light guide 1 having a variable refractive index that is formed inside the substrate, and an active modulator electrode 3 formed on the substrate for the light guide so that an electro-optic variation in refractive index is caused when a modulation signal is applied to the electrode. An interface port 5 formed on the substrate has impedance and gives a modulation signal from the source to the electrode. An electrical structure connected to the interface port formed on the substrate and to the electrode causes the impedance of the optical modulator to be equal to the impedance of the signal source. The electrical structure includes a stub 6 formed on the substrate and a delay line 7.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-51245

(P2001-51245A)

(43) 公開日 平成13年2月23日 (2001.2.23)

(51) Int.Cl.⁷

G 0 2 F 1/035

識別記号

F I

G 0 2 F 1/035

テマコード* (参考)

審査請求 未請求 請求項の数20 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2000-197663 (P2000-197663)

(22) 出願日 平成12年6月30日 (2000.6.30)

(31) 優先権主張番号 99112827.3

(32) 優先日 平成11年7月2日 (1999.7.2)

(33) 優先権主張国 欧州特許庁 (E P)

(71) 出願人 591011856

ピレリー・カピ・エ・システム・ソチエ
タ・ベル・アツィオーニ

Pirelli Cavi e Siste
mi S. p. A

イタリア国 20126 ミラノ, ヴィアー
レ・サルカ 222

(72) 発明者 セルジオ・ボッソ

イタリア国ミラノ, 20090 ブッチナスコ,
ヴィア・ガリバルディ 8ノビ

(74) 代理人 100089705

弁理士 社本 一夫 (外5名)

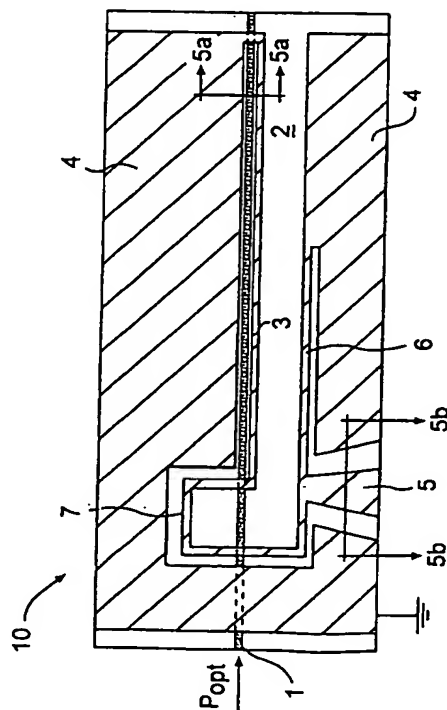
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 内部インピーダンス整合を備えた共振型光変調器

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 1. 5 GHzより高いレンジでは、回路内の集積素子のハンダ付けなどのストリップにより生じる寄生インピーダンスが予期される共振周波数に偏移を生じる結果、集積された変調器に予期せぬインピーダンス値を生じ、RF信号ソースとデバイス間に信頼し得ないインピーダンス整合を生じる。

【解決手段】 電気光学的基板2と、基板内に形成され可変屈折率を持つ光導波路1と、電極に対する変調信号の印加時に屈折率の電気光学的変化を生じるように導波路に関して基板上に形成された能動型変調器電極3とを含む共振型光変調器10。基板上に形成された境界面ポート5は、変調信号を信号ソースから電極へ与え、インピーダンスを持つ。基板上に形成され境界面ポートと電極とに結合された電気的構造が、光変調器のインピーダンスを信号ソースのインピーダンスに等しくさせる。電気的構造は、遅延線7と、基板上に形成されたスタブ6とを含んでいる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 光送信システムであって、
光信号を生成する光源と、
RF 信号を予め定めた周波数において生成する、インピーダンスを持つ RF 信号源と、
前記 RF 信号に従って光信号の位相を変調する共振型光位相変調器と、
前記光信号を 6 dBm より大きなパワーへ増幅する光増幅器と、
増幅され位相変調された光信号を送信する光ファイバ線路と、
を備え、前記共振型光位相変調器が、
電気光学的基板と、
前記基板内に形成され、可変屈折率を持つ光導波路と、
前記電極に対する変調信号の印加時に前記屈折率の電気光学的変化を生じるように、前記導波路に関連して前記基板上に形成された能動型変調器電極と、
前記基板上に形成され、RF 変調信号を前記電極に対して与えるインターフェースポートと、
前記基板上に形成され前記インターフェースポートと電極とに結合された電気的構造と、を含み、前記インターフェースポートと電気的構造とを含む前記光変調器のインピーダンスが前記 RF 信号源のインピーダンスと実質的に等しい光送信システム。

【請求項 2】 共振型光変調器であって、
電気光学的基板と、
基板内に形成され、可変屈折率を持つ光導波路と、
共振周波数付近の周波数における変調信号の電極に対する印加時に前記屈折率の電気光学的変化を生じるように、前記導波路に関連して前記基板上に形成された能動型変調器電極と、
前記基板上に形成され、インピーダンスを持つ信号源から前記電極に対して変調信号を与えるインターフェースポートと、
前記基板上に形成され前記インターフェースポートと電極とに結合された電気的構造と、を備え、前記インターフェースポートと電気的構造とを含む前記光変調器のインピーダンスが、前記信号源のインピーダンスに実質的に等しい共振型光変調器。

【請求項 3】 前記能動型変調器電極が接地される請求項 2 記載の共振型光変調器。

【請求項 4】 前記電気的構造が、前記インターフェースポートと電極との間に接続された遅延線を含む請求項 2 記載の共振型光変調器。

【請求項 5】 前記電気的構造が、第 1 の端部において前記インターフェースポートに対し接続された共振スタブを含む請求項 4 記載の共振型光変調器。

【請求項 6】 前記遅延線が $\lambda/40$ より大きな長さを持ち、 λ が共振周波数における RF 信号の遅延線における波長である請求項 4 記載の共振型光変調器。

【請求項 7】 前記共振周波数が 0.5 ないし 5 GHz のレンジ内にある請求項 2 記載の共振型光変調器。

【請求項 8】 前記共振周波数が 1 ないし 4 GHz のレンジ内にある請求項 7 記載の共振型光変調器。

【請求項 9】 共振型光変調器であって、
電気光学的基板と、
前記基板内に形成され可変屈折率を持つ光導波路と、
共振周波数における変調信号の前記電極に対する印加時に、前記屈折率の電気光学的変化を生じるように、前記導波路に関連して前記基板上に形成された接地する成端を有する能動型変調器電極と、
信号源から前記電極に対して変調信号を与える、前記基板上に形成されたインターフェースポートと、
前記基板上に形成され、前記インターフェースポートと電極との間に接続された第 1 の電気的素子と、
前記基板上に形成され、前記インターフェースポートと接地との間に接続された第 2 の電気的素子と、
を備える共振型光変調器。

【請求項 10】 前記電極とインターフェースポートと第 1 の電気的素子と第 2 の電気的素子との総インピーダンスが、前記信号源のインピーダンスと実質的に等しい請求項 9 記載の共振型光変調器。

【請求項 11】 共振型光変調器であって、
電気光学的基板における光信号を変調する、前記基板上に形成された手段と、
信号生成手段から共振周波数における電気的変調信号を与える、前記基板上に形成された手段と、
電気的変調信号を与える前記手段と光信号を変調する前記手段とに結合され、前記光変調器のインピーダンスを前記信号生成手段のインピーダンスと実質的に等しくさせる、前記基板上に形成された手段と、を備える共振型光変調器。

【請求項 12】 前記変調手段が接地される請求項 11 記載の共振型光変調器。

【請求項 13】 インピーダンスを等しくさせる前記手段が、前記変調信号を与える前記手段と前記変調手段との間に接続された変調信号を遅延させる手段を含む請求項 11 記載の共振型光変調器。

【請求項 14】 インピーダンスを等しくさせる前記手段が、前記変調信号を与える前記手段と接地との間に接続された分路手段を含む請求項 13 記載の共振型光変調器。

【請求項 15】 前記変調信号を与える前記手段は、前記信号生成手段から前記遅延手段との接続部まで幅が低減する請求項 13 記載の共振型光変調器。

【請求項 16】 電気光学的基板を貫通して延在する光導波路を有する該電気光学的基板に載置された光変調器に対する電極構造であって、
接地面の第 1 の部分と第 2 の部分との間に対称的に配置され、前記基板の縁部から 1 つのノードまで低減する幅

を持つ第1の電極と、

前記ノードから1つの方向に延在し、前記接地面の第1の部分に接続する第2の電極と、

前記ノードから別の方向に延在し、前記光導波路付近に一端部を持つ第3の電極と、

前記光導波路付近で前記第3の電極の端部に接続され、前記第3の光導波路と平行に延在し、前記接地面の第2の部分に接続する第4の電極と、を備える電極構造。

【請求項17】 前記電極構造のインピーダンスが、前記第1の電極に対する入力側から見て、前記第1の電極の入力に接続された信号源のインピーダンスに実質的に等しい請求項16記載の電極構造。

【請求項18】 前記第2の電極と前記第3の電極と前記第4の電極との総インピーダンスが、前記ノード側から見て、前記第1の電極の入力に接続された信号源のインピーダンスと実質的に等しい請求項17記載の電極構造。

【請求項19】 前記第3の電極が少なくとも2つの直交部分を含む請求項16記載の電極構造。

【請求項20】 前記第4の電極における変調信号が前記光導波路を伝搬する光信号を変調する請求項16記載の電極構造。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電気光学的変調器に関し、特にインピーダンスを同軸コネクタと一致させる内部構造を有する光学的変調器に関する。

【0002】

【従来の技術】電気光学的変調器の動作は、電気マイクロ波即ち無線周波（RF）と変調信号と光信号との間の相互作用に基くものである。光学的変調器は、典型的に、変調器の導波材料の電気光学的効果を利用することによって得られる。この効果は、印加される電界を介して光信号が伝搬する光学的導波路の屈折率を変化させることを含む。屈折率のこのような時間的变化が、導波路を通過する光信号の所望の位相変調を生じる。振幅変調器は、導波管干渉計、例えばマッハ・ツェンダ干渉計の少なくとも1つのアームにおける上記位相変調を検査することによって作ることができる。

【0003】変調器を取得するためには、光信号を運ぶ光学的導波路と、光信号を変調するのに必要な電界の生成を可能にする印加されるRF信号に応答する電極構造とを備えることが必要である。変調効果、即ち光信号の位相変化と印加RF信号の振幅との関係を増強するには、光信号と電界との間の相互作用が平坦なマイクロ波導波路構造に沿って分布されなければならない。光ビームは、平坦なマイクロ波導波路構造に平行に伝搬させられる。このように、光信号は、マイクロ波信号によってマイクロ波導波路の全長に沿って誘導される位相変化に遭遇する。

【0004】このような基板および電極構造の一例が、図3に示される。図3は、光学的導波路1が貫通して伸びる電気光学的基板2の平面図である。電極3が、その全長に沿って電界を生成する。このため、導波路1を伝搬する光信号は、電極3の全長に沿って位相変調を受ける。

【0005】変調効果の増加を達成するために、印加RFフィールドが屈折率の著しい変化を誘起し得る適切な電気光学的基板が光信号を導くように模索される。このような基板に適する材料の一例は、ニオブ酸リチウム LiNbO_3 である。公知である次に選好される代替材料は、タンタル酸リチウム LiTaO_3 である。

【0006】更に、伝搬する光信号とマイクロ波信号との間の結合は、マイクロ波信号により誘起される位相変化を前記構造全体にわたり増加させるように同期されねばならない。同期的な結合は、マイクロ波線の適正な設計により、即ち、このマイクロ波線の実効屈折率を光の実効屈折率に等しくさせることによって達成され得る。この結果は、幾つかの方法、例えば、電極厚さを増して電極を薄い低誘電率の緩衝層（buffer layer）上に成長させることによって達成される。

【0007】通常は、同期的な伝搬および最大の電気光学的相互作用に関して電極領域を最適化することが、平坦から同軸への遷移には直接的に結び付け得ない非常に小さな幅の線をもたらす。このような問題は、通常は、図3における5のような伝送線のテーパ形状によって解決される。このテーパ形状は、小さな変調器線3から変調器2の外部の比較的大きな寸法に至る一定の特徴的なインピーダンスをもたらす。標準的な同軸状の遷移は、境界面（インターフェース：interface）としてこのような比較的大きな寸法を必要とする。しかし、変調器の結果として得る入力インピーダンス・レベルは、同軸コネクタとRF発振器とが今日設計される標準的な基準インピーダンスである50オームよりはるかに低くなる傾向がある。

【0008】ソースのインピーダンスと負荷のインピーダンスとにおけるこのような不一致は、ソースと負荷のインピーダンスが「一致」させねばならないような多くの問題をもたらす結果となる。一般に理解されるように、インピーダンスの一致は、例えば、ソースから負荷への電力の最大移動を可能にするためには、ソース・インピーダンスと負荷インピーダンスとを実質的に等しくさせることを含む。このような構成においては、ソースはRF発振器/同軸ケーブルであり、負荷は光学的変調器の電極である。

【0009】変調器へ供給される入力電力を増すことのほかに、多くの反射と信号の歪みを減じるので、入力インピーダンスの一致が光学的変調器において望ましい。基板における屈折率の変化が変調電極へ入力されるRF電力の量と直接関連付けられるゆえに、RF発振器電力

において達成し得る光変調の振幅もまた、インピーダンスが一致するときにも増加される。

【0010】電気光学的変調の分野における諸特許が、光学的変調器のインピーダンスをその各々の変調信号ソースに整合させる外部の整合ネットワークを設けることを含む種々の方式について記載している。

【0011】(Day等の)米国特許第5,189,547号は、インピーダンスの整合のためバルク電気光学的変調器に接続される同調可能な適応外部回路について記載している。このような外部駆動回路は、信号発生器と変調器との間に接続される。当該駆動回路は、変調器のインピーダンスを信号発生器のインピーダンスに整合させるように手で調整可能である分離した構成要素を含んでいる。

【0012】(Toyoharaの)米国特許第5,572,610号は、広帯域導波路型の光デバイスに対する制御信号ソースと信号電極のインピーダンスを整合するインピーダンス整合手段について記載している。

【0013】マイクロ波の分野において、「共振」線は、線自体の特性的インピーダンスと急激に異なるインピーダンスを有する負荷に接続された線である。電気光学的変調器においては、「熱」(即ち、RF信号を含む)電極の特性的インピーダンスは、典型的に数十オーム、例えば20ないし50オームである。共振変調器に対する典型的な形態は：開回路RF電極(負荷の「無限大」インピーダンス)と、接地するため短絡回路をなすRF電極とである。例えば、数オームまたは数キロオームのインピーダンスを持つ負荷に接続されたRF電極のような他の形態があり得る。「共振」であることの定義で用いることができる良好なパラメータは、下式として

【0014】

【数1】

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

但し、 Z_L は負荷のインピーダンス、および Z_0 は線(RF電極)の特性的インピーダンスである。

【0015】 $|\Gamma|$ は、0から1までの範囲の値を有する。 $|\Gamma|=0$ ならば、即ち、 $Z_L=Z_0$ ならば、この線は進行波の条件下にある。 $|\Gamma|\sim 1$ 、即ち、 $Z_L=0$ あるいは $Z_L>>Z_0$ ならば、共振条件が満たされる。これから、共振の下記の実際的な定義が用いられる。即ち、 $|\Gamma|\geq 0.5$ ならば、変調器は「共振」タイプである。望ましい共振条件は、 $|\Gamma|>0.8$ に対応する。

【0016】共振変調器は、ある共振周波数 f_c 付近の狭帯域では非常に効率的である。このような高周波は、数GHz付近の周波数、一般に0.5ないし5GHzに対し、望ましくは1ないし4GHzに対して検証されている。共振変調に対して問題となる典型的な周波数帯域

は、2GHz付近の帯域である。共振変調の用途例は、ケーブル・テレビジョン(CATV)・システムにおける誘導ブリュアン散乱(SBS)抑制のための2GHzにおける位相変調である。このようなシステムにおいては、変調電力を節減するため高い変調効率を求めることができ、その結果発熱が少なく熱安定の低下する問題が生じる。

【0017】SBS抑制のための共振形態および位相変調に関する更なる詳細については、国際特許第99/09451号を参照されたい。変調器の設計が共振タイプであるならば、負荷と路線間のインピーダンスの不一致は重大な問題となる。値 $|\Gamma|$ が問題の共振周波数付近で1に近づくほど、この問題は悪化する。このような場合、即ち、中心帯域インピーダンスがほとんど仮想的な域に達する。出願人は、共振変調器、例えば図3の変調器のインピーダンスは、典型的に10オームより低い現実的な(抵抗)部分と50オームより高い仮想的な(無効)部とを有するものと結論した。RF信号ソースと変調器との間のインピーダンスの不一致は、これまで外部の集中的なネットワークに取付けることによって除去されていた。

【0018】(Liu等の)米国特許第4,372,643号は、導波路上に配置された1対の電極を持つ指向性光結合器を含む定在波速度整合ゲートを開示している。この電極は、出力インピーダンスRを持つ信号ソースにより入力において作動される電気的な伝送線路を形成する。実施の一形態においては、伝送線は、短絡回路により終端され、電極が線の入力インピーダンスがRに等しい実部(real part)を持つような割合に分けられる。伝送線の虚部構成要素(imaginary component)は、線の入力端部に接続された外部インピーダンスにより共振させられる。

【0019】(Djupsjoebackaの)米国特許第4,850,667号は、電気光学的デバイスに対する電極装置に関する。第1の長形の電極は光波が変調される到来するマイクロ波信号に対する接続導線を有する。この接続導線は、第1の電極を定在波導波路と、抵抗を介してU字形の第2の電極に接続される進行波導波路とに分ける。前記米国特許第4,850,667号には、到来変調マイクロ波が、その周波数が定在波導波路の共振周波数 f_c に一致するならば、定在波において最大変調能力を持つことが記載されている。実施の一形態では、接続導線は接地される。

【0020】(Schaffner等の)米国特許第5,005,932号は、間欠的な相互作用型の周期的な電極構造を持つ進行波用電気光学的変調器について記載している。このような電極構造は、RF駆動周波数の位相を光信号と同様に維持する複数の中間スタブを有する。当該電極構造は、マイクロ波周波数より高いRF信号による光信号の変調を可能にする。インピーダンスの

変換とインピーダンスの整合の特性が変調器へ組込まれ、このことがRFソースの接続を容易にする。これは、これ以外のインピーダンス整合回路が必要でない為である。インピーダンス変換は、テーパ状入力と出力開口とによって行われる。インピーダンスの整合は、中間スタブ (middle stub) より短い終端スタブ (end stub) によって行われる。インピーダンス整合スタブは、周期的な電極構造のインピーダンスを非振動型線形RF共面導波路のインピーダンスに変換するように働く。当該インピーダンス変換部は、インピーダンス整合スタブのすぐ外側の場所におけるRF信号で示されるインピーダンス・レベルをソースと負荷のインピーダンス・レベルにするように働く。

【0021】出願人は、共振変調器のほとんどの虚部インピーダンスが補償することを許容しないから、進行波の比較的広い帯域の電極構造と比して、Schaffner等の米国特許に開示された特徴と同様に、インピーダンス変換回路とインピーダンス整合の特徴が、これらの特徴を共振変調器において用いることができることを強調する。

【0022】出願人は、外部のインピーダンス整合ネットワークが整合構成要素のみでなく変調器とRF発振器間の境界面に対する個々のパッケージおよびコネクタに対しても付加的なコストがかかることに注目した。同様に、出願人は、外部インピーダンス整合ネットワークを備えるシステムの全体寸法がこれら外部構成要素によって大きくなることを認識した。同様に、外部整合部の信頼性と反復使用の可能性が外部構成要素の構成要素の値および寄生インピーダンス (parasitic impedance) の変動によって不都合にも低いことを認識した。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】出願人は、1ないし1.5GHzより高い場合に、外部の整合、例えばコンデンサ、抵抗および(または)インダクタなどの集積された素子を含む回路のパッケージ内部の単純な集積化が、信頼性を非常に低くする結果となることに注目した。このような場合、回路内の集積素子のハンダ付けのため用いられるストリップにより生じる寄生インピーダンスが予期される共振周波数における偏移を生じ得、その結果集積された変調器に対して予期できないインピーダンス値を生じ、かつRF信号ソースとデバイス間の信頼できないインピーダンス整合を生じることになる。

【0024】出願人は、スペース、コスト、性能および性能の反復可能性の観点から注目をひく解決法が、光学の変調器内部で完全に集積された整合ネットワークにより提供されることを発見した。このような集積された整合ネットワークが、変調器が載置される同じ電気光学的基板において選択された平坦技法において具現される。

【0025】出願人は、変調器が共振型であるならば、

整合ネットワークにスタブ／線構成に基く簡単な技術を提供できることを更に発見した。特に、当該整合ネットワークは、変調器の入力と同軸コネクタとの間に配置され、一定のインピーダンス遷移を部分的に置換する。

【0026】出願人は、整合部から同軸状遷移部に伸びる最終的なテーパ状が非光インピーダンスによるか、あるいは整合部に更なる自由度を提供するようなインピーダンスを与え得ることも更に発見した。これは、整合ネットワーク自体の一部として用いることができる。適正な設計および内部的に整合される平坦導波路の使用とによって、非常にコンパクトなレイアウトが達成でき、これにより外部インピーダンス整合法に基く従前の設計により、外部コネクタの取付け法、寸法および位置に関して完全な互換性を可能にする。

【0027】

【課題を解決するための手段】1つの特質において、本発明による光伝達システムは、光信号を生じる光源と、予め定めた周波数におけるRF信号を生成するRF信号ソースと、あるインピーダンスを持つRF信号ソースと、RF信号により光信号の位相を変調する共振光位相変調器と、光信号を6dBmより大きな電力に増幅する光増幅器と、増幅され位相変調された光信号を伝送する光ファイバ線路とを含んでいる。共振光位相変調器は、電気光学的基板と、基板に形成され種々の可変屈折率を持つ光導波路と、導波路に関して基板上に形成され電極に対する変調信号の印加時に屈折率の電気光学的変化を生じる能動変調器電極と、基板上に形成されRF変調信号を電極へ与える境界ポートと、基板上に形成され境界面ポートと電極とに結合される電極構造とを含み、境界面ポートと電極構造とを含む光学の変調器のインピーダンスがRF信号ソースのインピーダンスに実質的に等しい。別の特質において、本発明による共振型光学の変調器は、電気光学的基板と、基板に形成され可変屈折率を持つ光学の導波路と、共振周波数付近の周波数における変調信号の電極に対する印加時に屈折率の電気光学的変化を生じるように導波路に関して基板上に形成された能動型共振変調器電極とを含む。変調器はまた、変調信号を信号ソースから電極へ与える基板上に形成された境界面ポートと、基板上に形成され、境界面ポートと電極とに結合されて信号ソースのインピーダンスに実質的に等しい光学の変調器のインピーダンスを生じる電極構造とを含む。

【0028】能動型変調器の電極が、接地されることが望ましい。電極構造が、境界面ポートと電極との間に接続された遅延線、ならびに境界面ポートに一端部で接続された共振スタブを含むことが望ましい。例えば、共振スタブは、第2の端部では接地するように接続され、あるいは、第2の端部においては開回路される。典型的には、遅延線は、 $\lambda/40$ より大きな長さを有し、ここで λ は共振周波数におけるRF信号の遅延線における波長

である。

【0029】実施の一形態によれば、境界面ポートが信号ソースから遅延線との接続部までテーパ状をなす。典型的には、信号ソースのインピーダンスは50オームである。

【0030】共振周波数は、望ましくは0.5ないし5GHz、更に望ましくは1ないし4GHzの範囲内にある。更に別の特質において、本発明による共振型光学的変調器は、電気光学的基板と、基板上に形成され可変屈折率を持つ光導波路と、接地する端子を持ち共振周波数における変調信号の電極への印加時に屈折率の電気光学的変化を生じるように導波路に関して基板上に形成される能動型変調器電極とを含む。このような特質の変調器は、変調信号を信号ソースから電極へ与えるように基板上に形成された境界面ポートと、基板上に形成され境界面ポートと電極との間に接続された第1の電極要素と、基板上に形成され境界面ポートとグラウンドとの間に接続された第2の電気要素とを更に含む。

【0031】電極と、境界面ポートと、第1の電気要素と、第2の電気要素との総合インピーダンスは、信号ソースのインピーダンスと実質的に等しい。典型的には、電極のインピーダンスは略々仮想的であり、境界面ポートと第1の電気要素と第2の電気要素の少なくとも1つのインピーダンスが電極のインピーダンスの仮想的部分を打消す。

【0032】典型的には、信号ソースは同軸コネクタを含んでいる。第4の特質において、本発明による共振型光学的変調器は、電気光学的基板上に形成され該基板における光信号を変調する手段と、信号生成手段から共振周波数における電氣的変調信号を与える、基板上に形成された手段と、前記変調信号を与える手段と、前記変調信号を与える手段と変調手段とに結合されて信号生成手段のインピーダンスに実質的に等しい光学的変調器のインピーダンスを生じる手段とを含む。光学的変調器のインピーダンスを生じる手段は、基板上に形成されることが望ましい。

【0033】実施の一形態において、変調手段はグラウンドに接続される。光学的変調器のインピーダンスを生じる手段は、インピーダンスを与える手段と変調手段との間に接続された変調信号を遅延させる手段を含むことが望ましく、インピーダンスを生じる手段はインピーダンスを与える手段と接地との間に接続された分路手段をも含むことが望ましい。

【0034】典型的には、インピーダンスを与える前記手段は、前記信号生成手段から前記遅延手段との接続部まで幅が低減する。従来のように、信号生成手段のインピーダンスは50オームである。

【0035】別の特質において、本発明による電極構造は、貫通して伸びる光導波路を有する電気光学的基板上に配置された光学的変調器の場合、接地面の第1および

第2の部分間に対称的に配置され基板の縁部から1つのノードまで低減する幅を有する第1の電極を含む。第2の電極は、前記ノードから一方向に延長し、接地面の第1の部分に接続する。第3の電極は、前記ノードから別の方向に延長し、光導波路付近に一端部を有する。光導波路付近の前記第3の電極の端部に接続された第4の電極は、光導波路に対して平行に延長し、接地面の第2の部分に接続する。

【0036】第1の電極に対する入力から見た電極構造のインピーダンスは、前記第1の電極の入力に接続された信号ソースのインピーダンスと実質的に等しいことが望ましい。前記ノードから見て第2と第3と第4の電極の総合インピーダンスが第1の電極の入力に接続された信号ソースのインピーダンスに実質的に等しいことが更に望ましい。

【0037】実施の一形態において、前記第3の電極が少なくとも2つの直交部分を含んでいる。第4の電極における変調信号は、典型的に、光導波路を進行する光信号を変調する。

【0038】以上の全般的な記述および以降の詳細な記述がともに単に例示であり説明に過ぎないこと、および特許請求の範囲に記載される本発明の更なる説明を意図するものであることを理解すべきである。以降の記述は、本発明の実施と共に、本発明の更なる利点および目的を記載し示唆するものである。

【0039】当該明細書に含まれその一部をなす添付図面は、本発明の実施の形態を示し、本文の記述と共に、本発明の利点および原理の説明に供する。

【0040】

【発明の実施の形態】まず、事例が添付図面に示され本発明の記述から明らかである本発明による種々の実施の形態を参照する。図面において、同じ番号が異なる図面における同一又は類似の要素を表わす。

【0041】本発明によるCATV送信システムが、図1に略図的に示される。半導体レーザ光源（例えば、DFBレーザ）のようなレーザ光源200の出力は、単モード・光ファイバ106を介して電気光学的変調器100の入力に結合される。レーザ光源200に対する典型的な波長の値は、例えば、1540ないし1560nmの範囲内にあり、あるいは1300ないし1320nmの範囲内にある。光ファイバ106は、偏光保持型ファイバ（polarization maintaining fiber）であることが望ましい。

【0042】特にCATVシステムにおいて使用されるための光学的変調器100が、図2に略図的に示される。当該変調器100は、平坦基板101上に形成される。基板面上には、干渉計用のマッハ・ツェンダ導波路形態が当業者には周知の方法で形成されている。平坦基板および導波路は、当業者に好都合な任意の材料で、例えば、次の材料系統の1つまたは組合わせて作られる。

即ち、第III族ないし第V族、あるいは第II族ないし第VI族のSi、ガラス、シリカ、ポリマー、強誘電体および（または）電気光学的材料の半導体である。望ましい実施の形態においては、基板はX軸裁断ニオブ酸リチウム結晶であり、導波路はチタニウム拡散法によって作られる。

【0043】導波路の形態は、図2に示されるように、基板101の第1の端部における入力導波路102と、Y字型スプリッタのような分岐部110と、2つの導波路アーム(waveguide arm)103、104とを含む。アーム103、104は、相互に近づいて指向性結合器105を形成し、次いで再び離れて基板（2出力変調器）の端部で成端する。基板端部におけるアーム103、104間の相対距離が、導波路出力を光ファイバに結合するよう選択された手法に関して選択される。導波路の距離に対する数値例は140μmである。代替的な実施の形態によれば、指向性結合器105の代わりにY字型結合器を用いることができる。このような場合、1つの導波路が基板の端部で成端する（単出力変調器）。導波路102、103、104は、デバイスの動作波長における単一モード導波路である。

【0044】接地電極（図示せず）は、基板101上に置かれ、適切な電圧基準（接地基準）に接続される。RF電極108とバイアス電極109とが、導波路アーム103、104間で基板101の中心域に置かれる。RF電極の長さは、30mmと50mm間であることが望ましい。バイアス電極の長さは、5mmと15mm間であることが望ましい。図示しない更に別の実施の形態によれば、RFおよびバイアスに対して単一電極が存在する。

【0045】Y字型スプリッタ110、導波路アーム103、104、指向性結合器105（または、単一出力形態におけるY字型結合器）、RF電極108、およびバイアス電極109が、振幅変調器を形成する。位相変調電極111は、SBS抑制信号により入力光信号の位相を変調するため入力導波路102の側で同じ基板101上に配置されることが望ましい。導波路102と位相変調電極111とが、位相変調器を形成する。特に、位相変調器は、図3ないし図8に関して以下に述べるように、共振位相変調器である。このような位相変調器もまた、先に述べた振幅変調器に光学的に接続される別のチップ上に形成することができる。

【0046】図1にもどり、情報を含むRF信号285、例えばCATV信号は、光信号へ情報を重畳するために変調器100へ入力される。バイアス電圧290もまた、変調器100へ入力されてその動作（バイアス）点を線形応答域へ置く。SBS抑制信号280に対する別の電気的入力に変調器100に与えられる。

【0047】光ファイバに沿って伝搬した光信号が誘導ブリュアン散乱(SBS)による放射を生じることが公

知である。これは、光ファイバ入口における光パワーが所与の閾値（典型的に、20MHzより少ないスペクトル帯域幅を持つ狭帯域ソースの場合に約6dBm）を越えるときに生じる非線形的効果である。この現象は、光ファイバの終端部における信号の適正な受信を妨げることが可能なノイズ・ソースを構成し得る。

【0048】例えば、米国特許第4,560,246号およびヨーロッパ特許第565,035号から、伝搬した光信号の周波数帯域が位相変調により増すならば、光ファイバにおいて誘導ブリュアン散乱が生じる閾値光パワーが増加することも公知である。

【0049】2連出力変調器100の2出力はそれぞれ、変調信号を各々の分配局(distribution station)240、250へ送信するため設けられた光ファイバ線路220、230に結合される。前記分配局の各々は、光ファイバ線路260、270の各々を介して光信号を分けて受信装置265、275へ分散させる光結合器を含み得る。受信装置においては、光信号が電気信号へ変換されて各RF分散ネットワークへ送られ、あるいはまた、最終ユーザへ直接送られる。変調器100が単一出力であるならば、1本のファイバ線220と1つの分配局240とが存在する。

【0050】光ファイバ線路220、230、260、270は、単モード用であることが望ましい。しかし、例えば数キロメートルのレンジにおいて比較的短い線路部を網羅するには複モード・ファイバを使用できることが望ましい。複モード・ファイバは、特に、信号分散ファイバ・ネットワーク(260、270)用に用いることができる。

【0051】例えばエルビウムでドープされたファイバ増幅器である光増幅器205、210は、光信号をブーストしてファイバ220、230に沿った送信距離を増すため、および（または）光信号が到達する受信装置265、275の数を増すために、変調器100の1つの出力または各出力に設けることができる。信号分散ネットワークの特定の必要を満たすには、公知の手法によれば、当業者は光ファイバ220、230、260、270に沿って、および（または）分配局240、250の出力に更に多くの光増幅器（図示せず）を配置しよう。図1に示された構成用分散ネットワーク240、250、260、270、265、275は、例えば分配局、光ファイバおよび受信装置の適切な数および構成の選択によって実際に生じる特定の必要に対して当業者により採用され得る。

【0052】位相変調電気信号のパワーと周波数とは、公知の関係に従って、光信号の帯域の必須の拡張を得るような方法で選択される。例えば、30~35dBmのパワーと約2GHzの周波数とは、増幅器205、210の16dBmの出力パワーと、CATV信号における0~860MHzの帯域と、光ファイバ220、230

における約50kmの長さとの組合わせにおいて用いられる。

【0053】次に、本発明による共振光変調器について論述する。第一に、従来の共振位相変調器の構造および動作を記述する。従来の電気光学的共振位相変調器10が図3に示される。光パワー P_{in} が、光ファイバ（図示せず）から同図の左側で光導波路1に結合される。光信号は、変調器10の全長を伝搬し、同図の右側に出る。光導波路1は、例えばチタニウムの基板への拡散によって電気光学的基板2において具現される。電気光学的基板2は、 $LiNbO_3$ を含む電氣的に変更可な屈折率を持つ適切な材料から作られる。信号ソース（図示せず）からのマイクロ波変調信号が、望ましくはテーパ状の結合器の導波路ランチャ5へ入力される。このテーパ状ランチャ5は、その広い端部において、変調信号ソースから従来の丸型同軸コネクタとの平滑な境界面を可能にする。境界ポートと呼ばれるランチャ5は、能動型変調器電極3に接続される。能動型変調器電極3は、光パワーが出てくる基板の端部付近で共振電極形態の接地電極4との接続によって短絡回路される。

【0054】光信号の変調は、能動型電極3と接地電極4との間の電界による電気光学的作用のゆえに生じる。変調器は、非対称的結合器導波路において具現され、光導波路が電極3と4間に伸びている。これが、X軸裁断されY軸を伝搬する $LiNbO_3$ 結晶における電気光学的相互作用を最適化する。光信号とマイクロ波信号間の位相速度の整合を改善するため、低誘電率緩衝層（図示せず）が基板の上面に成長させられ、電極に対しては適切な厚さの金属層（例えば、金（Au））が開発される。

【0055】良好な狭帯域変調効率を達成するために、短絡された能動型変調器結合器線3が、中心帯域周波数 f_0 において略々共振するように従来とおり設計される。このような特徴のため、中心帯域の入力インピーダンスは略々仮想的になり、入力変調器の反射率 S_{11} （ $10 \log(P_{ref}/P_{in})$ ）として定義、但し、 P_{in} は信号ソースから得られるRFパワー、および P_{ref} は反射されるRFパワー）はゼロに近づく（約-2dB）。このことは、中心帯域周波数 f_0 の信号ソースから得られるパワーが、変調器へ直接印加されるならば、ほとんど反射されることを意味する。このため、外部のインピーダンス整合ネットワークは、典型的に、図3に示される従来の電気光学的共振位相変調器10に対して用いられる。この外部ネットワークは、一般に、入力ポート5と同軸コネクタとの間に配置される。

【0056】図4は、本発明の実施の一形態を示している。同じ構成要素がある場合は、図3と同じ参照番号が用いられる。光変調器10は、ニオブ酸リチウム基板2を含む。図4では基板の端部と側面間に直角が示されるが、実際には側面に対して直角の線に関して約6°の実

際角度が略々用いられる。端部と側面間の直角からのこのような小さな偏りにより、ファイバと集積導波路1間の遷移区域による光ファイバにおける後方反射を避ける。

【0057】光変調器10は、下記の方法で作られる。誘電型導波路1は、例えば、チタニウムの拡散によって $LiNbO_3$ 基板2に形成される。 SiO_2 の緩衝層あるいは他の適切な誘電率材料が、ニオブ酸リチウム基板と導波路上に成長される。次いで、金の電極3、4、5、6、7が、例えばマスクを用いて公知のフォトリソグラフィにより前記誘電層上に被着される。このようなプロセスは、誘電材料上への金属層のデポジション、金属層へのフォトレジストのデポジション、所望の電極形状を具現するマスクを用いるフォトレジストの選択的露出、および露出されたフォトレジストにより被覆されない金属のエッチング除去を含む。図3のように、電極3と接地電極4間の短絡回路もまた具現される。

【0058】一般に、電極3は、中心帯域周波数 f_0 における略々共振線である。図4の短絡回路の代わりに、先に述べたように、共振器電極3に対して他の形態もまた可能である。

【0059】出願人は、0.5ないし5GHzの範囲内の共振周波数付近で非常に有効な狭帯域変調を生じるように本発明による変調器を設計できることを検証した。望ましい中心帯域は、1ないし4GHzの範囲内にある。

【0060】本発明によれば、テーパ状のランチャ（launcher）5と、スタブ線6と、カスケード状の遅延線7とが、変調器内部に完全に集積されたインピーダンス整合ネットワークを含む。図4に示されるように、スタブ6は、ランチャ5と接地電極4とに接続された共振マイクロ波線である。代替的な実施の形態に寄れば、スタブ線6は、前記ランチャと反対側の端部で短絡回路を持つ共振線でよい。遅延線7は、ランチャ5と能動型電極3とに接続される。スタブ線6とカスケード状遅延線7との組合わせは、一般に電氣的構造と呼ばれる。同様に、ランチャ5は、一般に境界面ポートと呼ばれる。このようなインピーダンス整合ネットワークに対する相等回路図について、次に述べる。

【0061】図10は、図4の電気光学的位相変調器における要素を示す電気回路図である。ランチャ5は、インピーダンス Z_L を持ち、スタブ線6はインピーダンス Z_S を持ち、遅延線7はインピーダンス Z_D を持ち、電極3はインピーダンス Z_T を持っている。これらインピーダンスの全ては、抵抗（即ち、実部）素子と無効（即ち、虚部）素子の双方を含む。

【0062】図10から判るように、光変調器10の総入力インピーダンスは、変調信号ソースのインピーダンスと等価でなければならない。特に、ほとんど虚の即ち無効の能動型電極3のインピーダンス Z_T は、スタブ線

6と遅延線7との構成によって補償される。テーパ状ランチャ5は、ともに同じインピーダンスである、同軸コネクタと、スタブ線6、遅延線7および電極3の組合せとの間で遷移する。ランチャ5（長さが公称で1ないし3mm）は、変調信号を電極を介して伝搬し、更に同軸コネクタと電極間のインピーダンス遷移を生じ得る。

【0063】4GHzより低い周波数レンジ、即ち、約1.6cmより長い（ニオブ酸リチウム中の）RF信号の波長では、整合ネットワーク6、7におけるランチャ5の作用は小さく、その挙動は、幾何学的形態の如何によらず、単純な線の挙動に近い。

【0064】より高い周波数、例えば10GHzでは、ランチャ5はある関連効果を持ち始め、整合ネットワーク6、7の一部として用いることができる。このため、このような周波数レンジにおいては、ランチャの幾何学的形態もまた重要になり、慎重に設計されねばならない。このような設計はランチャ5が整合部の設計における更なる自由度をもつことを許容する。

【0065】RF導波路における変調RF信号の波長 λ は、関係式 $\lambda = c / (f \cdot N_s)$ によって与えられる。但し、 c は光の真空中の速度、 f はRF変調信号の周波数、 N_s は周波数 f におけるRF導波路の屈折率である。 $LiNbO_3$ 変調器のスタブ線、遅延線および電極においては、屈折率 N_s は、デバイスのパラメータ、例えば導線の太さおよび幅、および結晶基板に対するその配向に従って、3ないし5の範囲内の値をとり得る。RF導波路における変調RF信号の波長 λ は、例えば、1ないし4GHz間の望ましいレンジ内のRF変調周波数に対して約1.6ないし10cmの範囲内の値をとり得る。

【0066】共振電極3のほとんど虚のインピーダンスの整合における著しい作用を生じるために、遅延線7は $\lambda/40$ を越える長さを有する。これは、上記の事例の λ の値に対しては、 λ に従って0.4ないし2.5mmより大きな長さに対応する。遅延線7の長さは、 $\lambda/20$ 付近かこれを越えることが望ましい。

【0067】また、著しいインピーダンス整合効果を生じるには、スタブ線6は、上記の事例の λ 値に対しては、 λ に従って0.4ないし2.5mmより大きな長さに対応する $\lambda/40$ を越える長さを有する。スタブ線6の長さは、 $\lambda/20$ 付近かこれを越えることが望ましい。

【0068】出願人は、スタブ線6と遅延線7のインピーダンス特性が $\lambda/2$ を越える長さに対して周期的な挙動を呈することを観察した。基板の問題を軽減し変調器の設計を簡単にするためには、所与のインピーダンス特性に対応するできるだけ短い長さをスタブ線6および遅延線7に対して用いることが望ましい。このことは、前記諸素子に対して $\lambda/2$ より小さな望ましい長さ、即ち、上記の事例の λ 値に対しては λ に従って8ないし5

0mmより小さな長さをもたらす結果となる。

【0069】テーパ状のランチャ5、スタブ線6および遅延線7の設計および最適化は、RF導波路のパラメータの実験的および理論的な特性、例えば、伝搬係数、減衰量およびインピーダンスと線サイズの間を初めとして行われる。このような設計および設計の最適化の後で、基板上の素子3、4、5、6、7を適正に形成するため、選定された素子の形状に対してマスクが作られる。

【0070】図5のAは、変調器の電極に対して模索される非対称的共面導波路(ACPW)の図4における線5a-5aに関する断面を示している。光導波路1の位置は、電極3および接地電極4に関して示される。寸法Wは電極3の幅を示し、寸法Sは電極3と接地電極4間の間隙を示している。整合部6、7は、ACPWにおける同様な断面を有する。このような形状は、主として光変調器により占められるチップ上の面積を最小化するために、1つの接地電極を使用することを許容する。

【0071】図5のBは、テーパ状ランチャ5に対して模索された対称的共面導波路の図4における線5b-5bに関する断面を示している。変調器の良好な挙動を得るため、ランチャ5のテーパ形状が必須ではないが望ましい。約4GHzより低い周波数レンジでは、直線的なランチャにより良好な結果を得ることがもきる。あるいはまた、ランチャ5は、例えば図7に示されるように、直線部分とテーパ部分とを持つことができる。ランチャに対する唯一の要件は、共面導波路の対称性である。ランチャを同軸コネクタに接続する外部遷移部(図示せず)において生じる反射を最小化するために、対称的な構造が必要とされる。このような対称構造は、同軸コネクタ自体の円形の対称性によってのみ必要とされる。円形同軸コネクタ以外の他の種類のコネクタが用いられるならば、テーパ状ランチャ5に対するこのような対称性要件は緩められる。

【0072】図6は、光変調器の主な設計パラメータ、即ち、変調器の長さ L_1 、スタブ線の長さ L_2 、遅延線の長さ L_4 ($L_4 = L_{41} + L_{42} + L_{43} + L_4$)、およびテーパ長さ L_3 を示している。変調器10の設計の規定における他の関連パラメータは、図5Aおよび図5Bに示されるように、共面導波路間隙S、即ち、電極3または5と接地電極4間の距離、および電極の線幅Wである。図6に全体的に示されるこのようなスタブ線構造は、1GHzより高い選好される周波数レンジを有する。より低い周波数では、使用されるスタブ線の長さが大きくなり、チップの全長における対応した増加を生じる。

【0073】出願人は、PCT出願WO第99/09451号に開示されたように、マイクロ波信号の波長と電極3の長さとの間の比、即ち λ/L_1 を調整することによって変調効率が最適化されることを発見した。電極3

の長さL1は、 $\lambda/L1$ が2.1と4.0の間、望ましくは2.3と3.1の間、更に望ましくは約2.7であるように選定することができ、これが最適の変調効率を提供する。あるいはまた、電極3の長さL1が制限されるならば、マイクロ波変調信号の波長 λ は上記範囲における比を提供するように調整される。上記の設計因子は、本発明によるインピーダンス整合ネットワークを設計する際に考慮される。

【0074】2GHz付近で動作する例示的な位相変調器は表1における形状で設計された。このような位相変調器の設計は、図7に図形的に示される。図7に示される設計は、L41がゼロ（即ち、存在しない）において*

*図6に示されたものと異なる。図6における遅延線の部分L42と電極部分L1との間の混乱を避けるため、前記領域で無視し得る電気光学的作用が生じることを保証するために、L42と接地電極間の間隙Sが十分に大きい（典型的に、50 μ mより大きい）ことに注意すべきである。一方、電極の領域L1には、より小さな間隙S（典型的に、5ないし15 μ mの範囲内）によって強い電気光学的作用が生じる。更に、ランチャ5は、そのテーパー状部分の狭い端部に直線状部分を含んでいる。

【0075】

【表1】

表 1

	長さ mm	長さ 基準名	S ミクロン	W ミクロン
変調器	16.000	L 1	10	80
スタブ	1.500	L 2	76	80
テーパー状 注入部	1.609	L 3	650 から 73 まで	500 から 80 まで
遅延線	0.000	L 4 1	—	—
	0.500	L 4 2	76	80
	0.415	L 4 3	100	80
	0.500	L 4 4	76	80

上記の表における全ての寸法L1、L2、L3、L41、L42、L43、L44、SおよびWは、図5A、図5Bおよび図6に示された寸法に対応する。チップの縁部においてランチャ5におけるSとWの寸法が大きくなるほど、寸法は遅延線とスタブ線との境界面で小さくなる。上記設計に対してもちいられたチップは、2cmの長さ、0.5cmの幅および0.1cmの厚さであり、SiO₂の層は0.5 μ mの厚さであり、金の電極の厚さは5 μ mであった。無論、先に示し図7に示した※

※寸法は図4および図6に示した実施の形態の一形態に過ぎず、本発明の限定となるものではない。更に簡単あるいは更に複雑な他の形態もまた可能である。

【0076】第2の事例として、下記の表2は、図7において述べたものと似た別の形態を規定するが、整合ネットワークに対しては異なるパラメータを含む。

【0077】

【表2】

表 2

	長さ mm	名称	S ミクロン	W ミクロン
変調器	16	L 1	10	80
スタブ	1.5	L 2	80	80
テーパー状 注入部	1.1	L 3	650 から 73 まで	500 から 80 まで
遅延線	0	L 4 1	—	—
	1.8	L 4 2	80	80
	0.550	L 4 3	140	80
	1.8	L 4 4	80	80

当該第2の事例の変調器における（スタブ線6とテーパー

部がない）能動型電極に遅延線7を加えたもののインピ

ーダンス値（オーム単位）は、下記のように 2.1 GHz において決定された。

【0078】 $Z = 3.16 - j12.2$

当該事例においては、スタブ線のためのインピーダンスは、

$Z_0 = 0.3 + j11.7$

ランチャとコネクタの遷移部がない変調器の対応する総入力インピーダンスは、

$Z = 39.9 - j14.4$

ランチャとコネクタの遷移部を考慮すると、デバイスの 10 入力インピーダンス Z_{in} は 50 オームに近い値に達する。

出願人は、第 2 の事例の変調器に対して、2.1 GHz の周波数における入力インピーダンスを測定した。

【0079】 $Z_{in} = 49.4 + j1.12$

この入力インピーダンスは、RF 発振器の標準的な 50 *

表 3

周波数 (GHz)	2.125	4.234	5.2	6.311
S_{11}	-29.2	-19	-38	-19.7

特に、-12 dB より低い反射減衰量 S_{11} が中心周波数 $f_0 = 2.12$ GHz 付近で 60 MHz の帯域 Δf において達成された。

【0082】表 1 の設計による第 1 の事例の変調器に対して対応する一連の測定が行われた。中心周波数 $f_0 = 1.805$ GHz 付近の 82 MHz の帯域幅 Δf において -12 dB より低い反射減衰量 S_{11} が達成された。 f_0 における落ち込みの深さは、-42.8 dB として測定された。このことは、中心周波数 f_0 において、変調信号ソースからの 10⁻⁴ より小さい入力パワーが変調器により反射されたことを意味する。DFB レーザにより生じる 1550 nm の位相変調光の標準的なスペクトル分析で測定された値 $V\pi$ 、即ち 180° の位相変調を生じるのに必要な RF 電圧は、1.8 GHz において 6.0 V に過ぎなかった。対照的に、RF 電極の同じ幾何学的サイズを持つが整合ネットワークはない変調器の場合は、 $V\pi$ の測定値は 1.8 GHz において 8.5 V であり、即ち、180° の位相変調を生じるのに必要な電圧における著しい増加であった。

【0083】従って、所与の変調ソース・パワーに対して、光信号の変調が前記のような整合されたインピーダンスにより最大化される。これを別の方向から見ると、所与の所望変調量に対して、必要とされる変調ソース・パワーが最小化され、その結果発熱が減り、デバイスの熱的な安定化問題が低減した。増加したパワー伝達結果をいずれの方法で見ても、変調効率が增加される。増加した変調効率の更なる利点は、コストが安い RF ドライバを用いることができることである。

【0084】共振電極構造もまた、位相変調器の代わり 50

* オームのインピーダンスとよく一致する。

【0080】図 8 は、表 2 に示した設計による変調器に対する帯域 0 ないし 5 GHz における入力反射係数 S_{11} の測定された周波数応答を示している。このような測定は、変調器チップに溶剤付けされた 3.5 mm の SMA コネクタに接続される帯域 0 ないし 7 GHz における従来の電氣的ネットワーク・アナライザにより行われた。先に述べたように、全反射は $S_{11} = 0$ dB を結果として生じ、全ての入力パワーが反射されることを示す。反射係数における落ち込みは、変調器に対するパワー伝達効率におけるピークに対応する。ある反射落ち込み値（その 2 つが図 8 に見える）が、表 3 において下記のように示される。

【0081】

【表 3】

に振幅変調器と関連付けることができる。通常は、振幅変調器は、狭帯域でなく広帯域であることを必要とする。しかし、例えばパルス整形、即ち特定の形状に従って光パルスを修正するために、共振型の狭帯域振幅変調器を用いることができる。ゲート作用、即ち光時分割マルチプレクシング (OTDM) におけるチャネルのデマルチプレクシングのような予め選定された時間ウィンドウによる時間フィルタ処理光パルスのために、共振型の狭帯域振幅変調器もまた使用することができる。

【0085】本発明による例示的な共振型振幅変調器の概略図が図 9 に示される。図 9 に示されるマッハ・ツェンダ干渉計構造は、ニオブ酸リチウム結晶上に 1 つの入力導波路 50 と、2 つの干渉計アーム 51、52 と、出力導波路 53 とを有する。Y 字型結合器が、入力（および出力）導波路を干渉計アームに光学的に結合する。共振型の電極構造は、（テーパー状）入力ランチャ 5 と、2 つのスタブ 6 を持つスタブ構造と、遅延線 7 と、2 つの導波路アーム 51、52 の領域で基板上に置かれた熱 (RF) 電極 3 とを含む。熱電極 3 は、2 つの干渉計アームが出力導波路に向けてテーパー状になり始める領域において接地電極 4 に短絡接続される。「活性」領域（並列の導波路アーム領域）における熱 (RF) 電極 3 と接地電極 4 間の間隙 S は、約 10 μ m である。スタブ線 6 または遅延線 7 と接地電極 4 間の間隙 S は、約 80 ないし 100 μ m である。

【0086】当業者には、本発明の範囲および趣旨から逸脱することなく開示されたプロセスおよび製品における種々の修正および変更が可能であることが明らかであろう。例えば、整合されるべきインピーダンスは 50 オ

ーム以外にすることができる。

【0087】本発明の他の実施の形態については、当業者には本文に開示された本発明の明細書および実施形態を考察すれば明らかであろう。かかる明細書および事例は単なる説明と見なすべきであり、発明の真の範囲および趣旨は頭書の特許請求の範囲によって示されている。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明によるCATV送信システムを示す概略図である。

【図2】図1に示された光学の変調器を示す詳細図である。

【図3】外部インピーダンス整合ネットワークを必要とする従来の電気光学的位相変調器を示す平面図である。

【図4】組込まれたインピーダンス整合ネットワークを用いる電気光学的位相変調器を示す平面図である。

【図5】Aは、図4における線5a-5aに関する断面図である。Bは、図4における線5b-5bに関する断面図である。

【図6】各部の寸法が示された組込みインピーダンス整合ネットワークを用いる電気光学的位相変調器を示す平面図である。

【図7】例示的な位相変調器の設計を示す平面図である。

【図8】周波数の関数として組込み整合ネットワークを含む例示的な電気光学的変調器を示す入力反射係数のプロットである。

【図9】本発明による共振型振幅変調器を示す概略図である。

【図10】図4の電気光学的位相変調器における諸要素を示す電気回路図である。

【符号の説明】

- 1 光導波路
- 2 電気光学的基板
- 3 能動型変調器電極

*

* 4 接地電極

5 結合器の導波路ランチャ

6 スタブ線

7 カスケード状遅延線

10 電気光学的共振位相変調器

50 入力導波路

51、52 干渉計アーム

53 出力導波路

100 変調器

101 平坦基板

102 入力導波路

103 導波路アーム

104 アーム

105 指向性結合器

106 単モード・光ファイバ

108 RF電極

109 バイアス電極

110 分岐部

111 位相変調電極

200 レーザ光源

205 光増幅器

210 光増幅器

220 光ファイバ線路

230 光ファイバ線路

240 分配局

250 分配局

260 光ファイバ線路

265 受信装置

270 光ファイバ線路

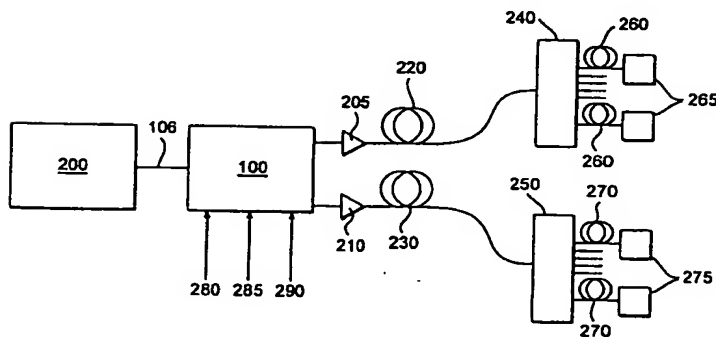
275 受信装置

280 SBS抑制信号

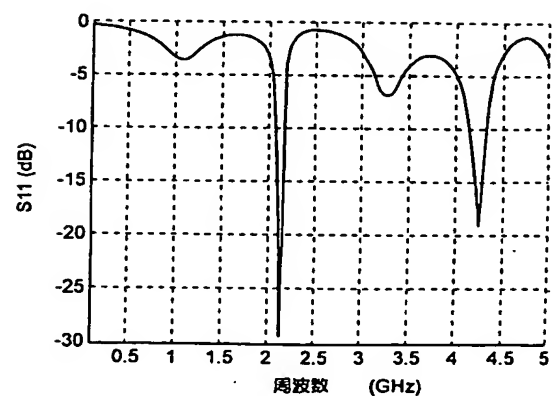
285 RF信号

290 バイアス電圧

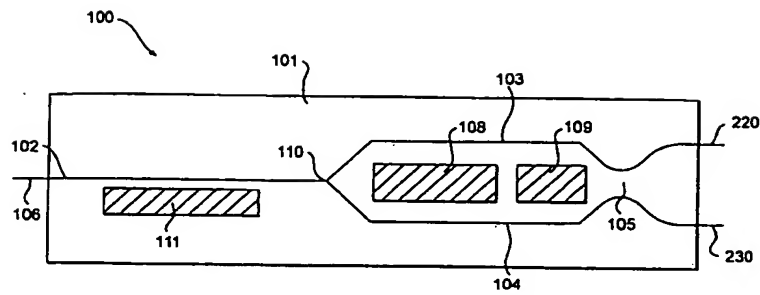
【図1】



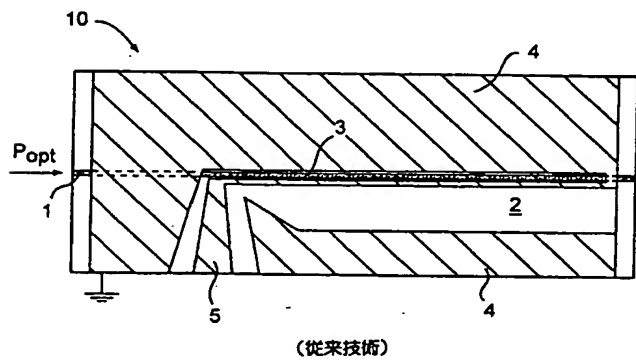
【図8】



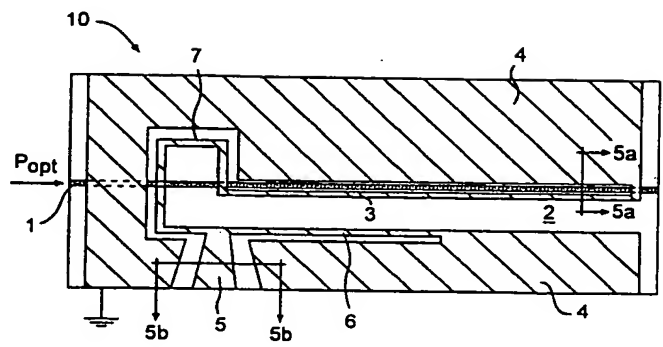
【図 2】



【図 3】



【図 4】



【図 5】

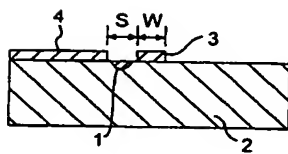


FIG. 5A

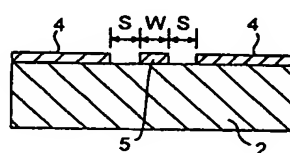
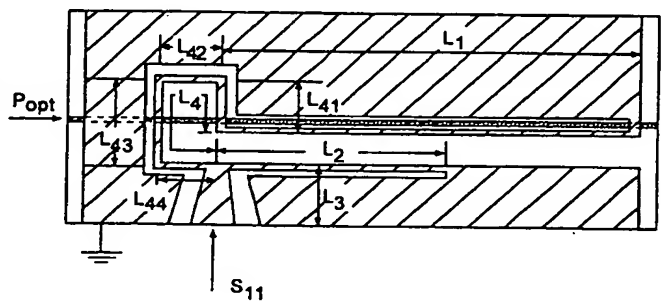
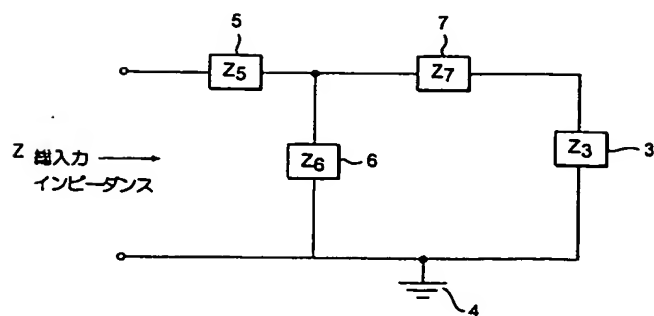


FIG. 5B

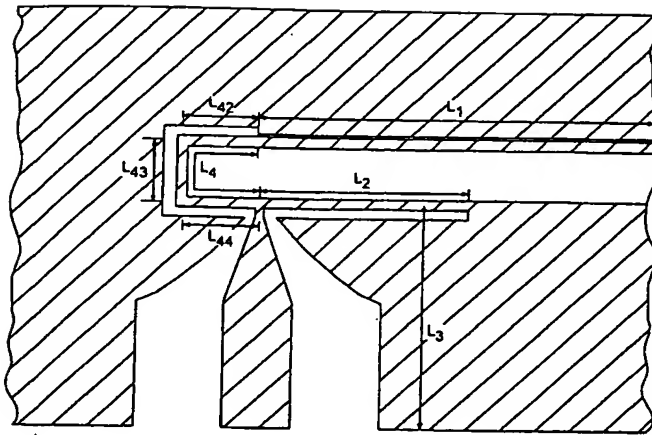
【図 6】



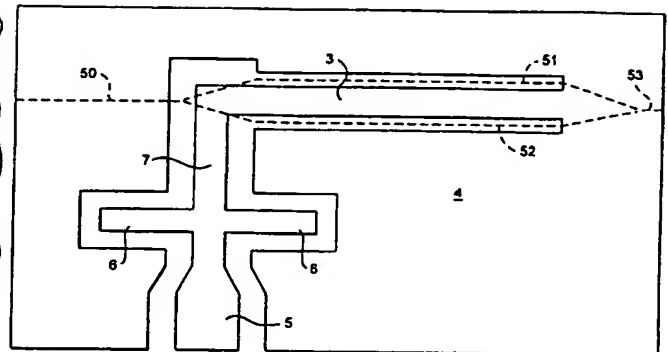
【図 10】



【図 7】



【図 9】



フロントページの続き

(71)出願人 591011856
Pirelli Cavi e Siste
mi S. p. A

(72)発明者 エミリオ・カサッチア
イタリア国 10122 トリノ, ピアッツ
ア・ディチオテッシモ・ディチェンブレ
3

(72)発明者 ダヴィデ・フラッサティ
イタリア国ヴェルチェリ, 13044 クレッ
シェンチーノ, ストラダ・ランドーリョ
13ア

(72)発明者 ジョヴァンニ・ギオーネ
イタリア国 10100 トリノ, コルソ・ト
ウラティ 53

(72)発明者 アルドロ・ペラッソ
イタリア国 16100 ジェノヴァ, ヴィ
ア・セザーレ・カベラ 28, イント 2

(72)発明者 マルコ・ピロラ
イタリア国 28100 ノヴァーラ, ヴィ
ア・レオーネ・オッソラ 28